

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 62-201065

(43)Date of publication of application : 04.09.1987

(51)Int.CI.

H02M 7/145

H02M 5/27

H02M 7/17

(21)Application number : 61-039105

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 26.02.1986

(72)Inventor : TANAKA SHIGERU

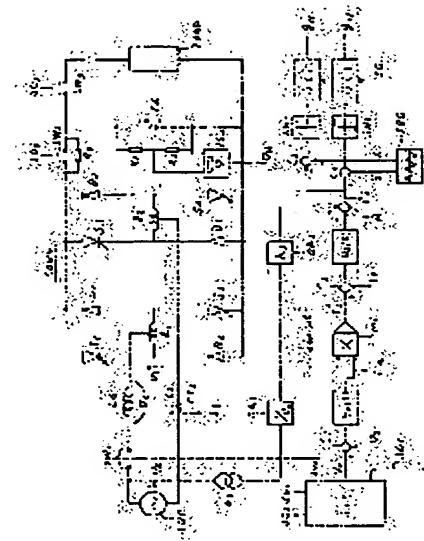
(54) STARTING METHOD FOR POWER CONVERTER

(57)Abstract:

PURPOSE: To prevent rush current from being generated on start, by activating the gate signal of a PWM converter in a state that reference voltage applied to a DC voltage control circuit is set to be of a specified value, and after that, by rising the voltage to come to a rated value.

CONSTITUTION: A power converter is composed of a main switch SW1, an AC reactor Ls, a PWM converter CONV consisting of self-arc-suppressing elements S1 ~ S4 and the like, a DC smoothing condenser Cd, DC switches SW2 ~ SW3, and the like, and DC power is fed to a load device LOAD. Its control circuit is composed of a start control circuit STC, comparators C1 ~ C4, control compensation circuits Gv, Gs, a PWM carrier generator TRG, and the like. On the start control, the smoothing condenser Cd is charged by the converter CONV to come to the rectification value of an AC power source SPU; and after that, reference voltage is set to be the rectification value, and its gate signal is activated.

Then, the reference voltage of DC voltage is slowly risen to come to a rated value. As a result, an overcurrent on start can be prevented from being generated.



⑯ 公開特許公報 (A)

昭62-201065

⑮ Int.Cl.

H 02 M 7/145
5/27
7/17

識別記号

厅内整理番号

⑯ 公開 昭和62年(1987)9月4日

6650-5H
6650-5H
6650-5H

審査請求 未請求 発明の数 1 (全 7 頁)

⑩ 発明の名称 電力変換装置の起動方法

⑪ 特願 昭61-39105

⑫ 出願 昭61(1986)2月26日

⑬ 発明者 田中茂 東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝府中工場内

⑭ 出願人 株式会社東芝 川崎市幸区堀川町72番地

⑮ 代理人 弁理士 則近憲佑 外1名

明細書

1. 発明の名称

電力変換装置の起動方法

2. 特許請求の範囲

交流電源と、該交流電源に主開閉器を介して接続されたパルス幅変調制御 (PWN) コンバータと、この PWN コンバータの直流側に接続された平滑コンデンサと、この平滑コンデンサを直流電圧源とする負荷装置と、前記平滑コンデンサの直流電圧を検知して基準電圧に応じた値に制御する直流電圧制御回路と、当該直流電圧制御回路の出力信号に応じて前記交流電源から供給される電流を制御する入力制御回路と、当該入力電流制御回路からの出力信号に応じて前記 PWN コンバータの交流側発生電圧を制御するパルス幅変調制御回路とからなる電力変換装置において、起動時、まず主開閉器を投入し前記平滑コンデンサを電源電圧の波高値まで充電し、次に、前記直流電圧制御回路に与えられる基準電圧を前記波高値相当に設定し、その状態で前記 PWN コンバータのゲート

信号を活かし、その後上記直流電圧の基準電圧を除々に電格値まで立上げるようにしたことを特徴とする電力変換装置の起動方法。

3. 発明の詳細な説明

〔発明の技術分野〕

本発明は交流電力を定電圧の直流電力に変換する電力変換装置の起動方法に関するもの。

〔発明の技術的背景〕

最近、交流電力を定電力の直流電力に変換する電力変換装置の1つとしてパルス幅変調制御 (PWN) コンバータが提案されている。(特願昭57-171886等)。

この PWN コンバータは直流電圧がほぼ一定になるように、電源からの入力電流を電源電圧と同相の正弦波に制御するもので、入力功率が常に1に保持され、かつ入力電流に含まれる高調波成分が少ないという特長を持っている。すなわち、アクティブフィルタと交流電力変換器の機能を合わせ持つものと言うことができる。

この PWN コンバータはパルス幅変調制御する

ために数百～数千ヘルツの周波数でスイッチングしなければならず一般には大電力トランジスタやゲートターンオフサイリスタ(GTO)等の自己消弧素子で構成される。

〔従来技術の問題点〕

従来、このようなPWMコンバータを起動投入する場合、主開閉器投入後、いきなりコンバータのゲート信号を活かし、定常運転に入っていた。

前記PWMコンバータを構成する素子(GTO等)の定格値に余裕がある場合は、上記起動法によつても問題がないが、変換器の大容量化に伴ない上記構成素子の定格値もぎりぎりに設計されるようになり、電圧及び電流の余裕も小さくなるのが現状である。この場合、上記起動法によって過大な電流が流れ、自己消弧素子のしゃ断能を超えることがある。このため、当該自己消弧素子が破壊され、運転不能におちいるという問題が発生した。

〔発明の目的〕

本発明は以上の問題点に鑑みてなされたもので、

整流値相当に設定し、その状態で前記PWMコンバータのゲート信号を活かし、その後、上記直流電圧の基準電圧を徐々に定格値まで立上げるようにすることにより、起動時の突入電流を防止し構成素子の破壊を防止している。

〔発明の実施例〕

第1図は、本発明の電力変換装置の実施例を示す構成図である。

図中、SUPは単相交流電源、SW₁は主開閉器、L_sは交流リアクトル、CONWはPWMコンバータ、C_dは直流平滑コンデンサ、LOADは負荷装置、R_aは充電用抵抗器、SW₂、SW₃は直流開閉器である。

コンバータCONVは、自己消弧素子(例えばゲートターンオフサイリスタGTO)S₁～S₄、ホイーリングダイオードD₁～D₄及び直流リアクトルL₁、L₂で構成されている。

また平滑コンデンサC_dの直流電圧V_dを検出するために分圧抵抗器R₁、R₂及び絶縁アンプISOが用いられる。

前記PWMコンバータの起動法の改善を図り、起動時の突入電流の発生を防止し、構成素子の破壊防止を図った電力変換装置を提供することを目的とする。

〔発明の概要〕

本発明は、交流電源と、該交流電源に主開閉器を介して接続されたパルス幅変調制御(PWM)コンバータと、このPWNコンバータの直流側に接続された平滑コンデンサと、この平滑コンデンサを直流電圧源とする負荷装置と、前記平滑コンデンサの直流電圧を検知して基準電圧に応じた値に制御する直流電圧制御回路と、当該直流電圧制御回路の出力信号に応じて前記交流電源から供給される電流を制御する入力電流制御回路と、当該入力電流制御回路からの出力信号に応じて前記PWMコンバータの交流側発生電圧を制御するパルス幅変調制御回路とからなる電力変換装置において、起動時、まず主開閉器を投入し、前記平滑コンデンサを電源電圧の整流値まで充電し、次に前記直流電圧制御回路に与えられる基準電圧を前記

さらに交流入力電流I_sを検出するため変流器CT_sが、また電圧電源V_sを検出するために変成器PTが用意されている。

制御回路としては起動制御回路STC、比較器C₁～C₄、演算増幅器OA₁、OA₂、制御補償回路O_v(S)、G₁(S)、乗算器ML、加算器A、PWN搬送波発生器TRG、シミュネット回路SH₁、SH₂、ゲート制御回路GC₁、GC₂が用意されている。

まず、定常運転時のPWNコンバータの動作を説明する。

まず、絶縁アンプISOを介して検出された直流電圧V_dと、起動制御回路STCからの電圧指令値V_d*を比較器C₁に入力し偏差ε_v=V_d*-V_dを求める。当該偏差ε_vは、制御補償回路に入力され、積分増幅あるいは比例増幅されて、入力電流I_sの波高値指令I_mとなる。

当該波高値指令I_mは乗算器MLに入力され、もう一方の入力sinωtと掛け合わせられる。当該入力信号sinωtは電源電圧V_s=V_m·sinωtに向

期した単位正弦波で、当該電源電圧を検出し、演算増幅器OA₁を介して定数倍(1/V_m倍)することによって求められる。

乗算器MLの出力信号I_{s*}は電源から供給されるべき電流の指令値を与えるもので、次式のようになる。

$$I_{s^*} = I_m \cdot \sin \omega t \quad \dots \quad (1)$$

入力電流I_sは変流器CT_sによって検出され、比較器C₁に入力される。比較器C₂によって、上記指令値I_{s*}と検出値I_sが比較され、偏差e_r=I_{s*}-I_sが求められる。当該偏差e_rは次の制御補償回路G_r(S)に入力され、反転増幅(-K_r倍)される。加算器Aは当該制御補償回路G_r(S)の出力信号-K_r·e_rと、前述の単位正弦波sinωtを演算増幅器OA₂を介して定数倍(K_s倍)した補償信号K_s·sinωtとを加算し、パルス幅変調制御のための制御入力信号e₁を与える。

$$e_1 = -K_r \cdot e_r + K_s \cdot \sin \omega t \quad \dots \quad (2)$$

パルス幅変調制御は公知の手法で、搬送波発生器TRG、比較器C₃、C₄、シュミット回路SH₁、

し、素子S₁にオフ信号、素子S₂にオン信号を与える。

コンバータCONVの交流側発生電圧V_cは、素子S₁とS₂がオンのとき(又はS₁とS₂がオフのとき)にV_c=+V_dとなり、素子S₁とS₂がオンのとき(又はS₁とS₂がオフのとき)にV_c=-V_dとなる。他のモード(例えば、S₁とS₂がオン)ではV_c=0となる。

この結果、コンバータの交流側発生電圧V_cは第2図の最下部の波形のようになる。破線はその平均値を示すもので、PWN制御の入力信号e₁に比例した値となる。すなわち、比例定数をK_cとした場合、

$$V_c(\text{破線}) = K_c \cdot e_1 \quad \dots \quad (3)$$

を満足する。

搬波数X、 \bar{X} を使って、素子対S₁とS₂及びS₁とS₂を上記のように制御することにより、コンバータの交流側発生電圧V_cは、搬送波周波数の2倍の周波数でPWN制御されることになる。

入力電流I_sは、上記コンバータの交流側発生

SH₁及びゲート制御回路GC₁、GC₂によって当該制御を行っている。

第2図は、そのパルス幅変調制御の動作説明を行うためのタイムチャート図である。

信号X、 \bar{X} は搬送波発生器TRGから出力される搬送波信号でXは \bar{X} の反転値である。

比較器C₁によって制御入力信号e₁と搬送波Xを比較し、自己消弧素子S₁とS₂のゲート信号e₁₁を作る。すなわち、e₁≥Xのとき、シュミット回路SH₁は“1”的信号を出力し、素子S₁にオン信号、素子S₂にオフ信号を与える。逆にe₁<Xのとき、SH₁は“0”的信号を出力し、素子S₁にオフ信号、素子S₂にオン信号を与える。

また、比較器C₂によって、制御入力信号e₁と搬波数 \bar{X} を比較し、自己消弧素子S₁とS₂のゲート信号e₁₂を作る。すなわち、e₁≥ \bar{X} のとき、シュミット回路SH₂は“1”的信号を出力し、素子S₁にオン信号、素子S₂にオフ信号を与える。逆にe₁< \bar{X} のとき、SH₂は“0”的信号を出力

電圧V_cを調整することにより制御される。

I_{s*}>I_sのとき偏差e_r=I_{s*}-I_sは正の値となり、(2)式で示した制御入力信号e₁を減少させる。

交流リアクトルL_sには電源電圧V_sと、上記コンバータの交流側発生電圧V_cとの差電圧V_L=V_s-V_cが印加される。

e₁が減少した結果、V_cもそれに比例して減少し、リアクトル印加電圧V_Lを増大させる。従って、入力電流I_sは図の矢印の方向に増加しI_s+I_{s*}となる。

逆にI_{s*}<I_sとなった場合、偏差e_rは負の値となり、(2)式で示した制御入力信号e₁を増加させる。その結果V_cもそれに比例して増加し、リアクトル印加電圧V_Lを減少させる。故に入力電流I_sが減少し、やはりI_s=I_{s*}となるように制御される。

入力電流の指令値I_{s*}を正弦波状に変化させれば、それに追従して、入力電流I_sも正弦波状に制御される。

ここで、演算増幅器OA_sの出力信号 $K_s \cdot \sin \omega t$ について説明する。

比例定数 K_s は、電源電圧の波高値 V_a に対して、 $K_s = V_a / K_c$ に選ばれる。 K_c は④式の比例定数である。

この結果、コンバータの交流側発生電圧 V_c としては、次式で示される値となる。

$$\begin{aligned} V_c &= K_c \cdot e_1 \\ &= K_c (-K_x \cdot e_1 + K_s \cdot \sin \omega t) \\ &= -K_c K_x e_1 + V_a \cdot \sin \omega t \quad \dots \text{④} \end{aligned}$$

故に交流リアクトル L_s に印加される電圧 V_L は、次式のようになる。

$$\begin{aligned} V_L &= V_s - V_c \\ &= V_a \cdot \sin \omega t + K_c K_x e_1 - V_a \cdot \sin \omega t \\ &= K_c K_x (I_s^* - I_s) \quad \dots \text{⑤} \end{aligned}$$

すなわち、演算増幅器OA_sの出力信号 $K_s \cdot \sin \omega t$ は、電源電圧 $V_s = V_a \cdot \sin \omega t$ 相当分を打ち消すように補償するもので、⑤式のように、交流リアクトル L_s に印加される電圧 V_L が、電源電圧

逆に $V_s^* < V_s$ となった場合、偏差 ϵ_v は負の値となり、制御補償回路G_v(S)を介して上記波高値 I_s を減少させ、ついには $I_s < 0$ とする。故に、有効電力 P_s も負の値となり、今度は、エネルギー $-P_{st}$ が直流コンデンサC_dから電源に回生される。その結果、直流電圧 V_d は低下し、最終的に $V_d = V_s^*$ に制御される。

負荷装置LOADは例えば、公知のPWNインバータ駆動誘導電動機等があり、直流電圧源たる直流コンデンサC_dに対して、電力のやりとりを行なう。負荷装置LOADが電力を消費すれば、直流電圧 V_d が低下するが、上記制御によって電源から有効電圧 P_s を供給して常に $V_d \geq V_s^*$ に制御される。

逆に負荷装置から電力回生（誘導電動機を回生運転した場合）が行われると、 V_d が一旦上昇するが、その分、電源SUPに有効電力を回生することにより、やはり、 $V_d \geq V_s^*$ となる。

すなわち、負荷装置LOADの電力消費あるいは電力回生に応じて、電源SUPから供給する電

V_s によって左右されないようにしたものである。

次に、直流平滑コンデンサC_dの電圧 V_d の制御動作を説明する。

比較器C₁によって、直流電圧検出値 V_d とその指令値 V_d^* を比較する。 $V_d^* > V_d$ の場合、偏差 ϵ_v は正の値となり、制御補償回路G_v(S)を介して入力電流波高値 I_s を増加させる。入力電流指令値 I_s^* は、①式で示したように電源電圧 V_s と同相の正弦波で与えられる。故に、実入力電流 I_s が前述の如く、 $I_s = I_s^*$ に制御されるものとすれば、上記波高値 I_s が正の値のとき、次式で示される有効電力 P_s が単相電源SUPから、コンバータCONVを介して直流コンデンサC_dに供給される。

$$\begin{aligned} P_s &= V_s \times I_s \\ &= V_a \cdot I_s (\sin \omega t)^2 \\ &= V_a \cdot I_s (1 - \cos 2\omega t) / 2 \quad \dots \text{⑥} \end{aligned}$$

従って、エネルギー $P_s \cdot t$ が直流コンデンサC_dに $(1/2) \cdot C_d V_d^2$ として蓄積され、その結果、直流電圧 V_d が上昇する。

力 P_s が自動的に調整されているのである。

このとき、入力電流 I_s は電源電圧と同相あるいは逆相（回生時）の正弦波に制御されるので、当然入力功率=1で、高調波成分はきわめて小さい値となっている。

次に、起動制御回路STCの動作説明を行う。

第3図は第1図の起動制御回路STCの具体的な実施例を示す構成図である。

図中、AS₁, AS₂はアナログスイッチ、MM₁～MM₄は遅延回路、ANDは論理積回路、RAMPは、ランプ回路、ADは加算器、VRはバイアス電圧設定器をそれぞれ示す。

第4図は、第3図の各部の信号の動作を表わすタイムチャート図である。

まず、アナログスイッチAS₁をオンさせることにより信号SG₁は“1”となり、制御電源が投入される。遅延回路MM₁は信号SG₁を時間T₁だけ遅らせて論理積回路ANDの一方に入力する。

別のアナログスイッチAS₂は第1図の主開閉器SW₁を投入するためのものであるが、実際に

は上記論理積回路ANDを介して得られた信号SG_aで主開閉器SW₁を投入するようにしている。すなわち、AS₁がオン状態になってAND回路に“1”の信号が入力され、かつ遅延回路MM₁の出力が“1”になったときにSG_aは“1”となり主開閉器SW₁を投入する。故にAS₁の投入後、時間T₁をすぎなければ、SW₁は投入できない。

次に遅延回路MM₁は信号SG_aを時間T₁だけ遅らせて信号SG_bを作る。信号SG_bが“1”になると、第1図の直流スイッチSW₂が投入される。さらに遅延回路MM₂を介して信号SG_cを作る。SG_cはSG_bより時間T₂だけ遅れて立ち上がり、第1図のゲート制御回路GC₁、GC₂のゲートブロックを解除する。ここで、はじめて自己消弧素子S₁～S₄にゲート信号が送られるようになる。

信号SG_cは、1つは遅延回路MM₂を介してランプ回路RAMPに入力される。MM₂の遅延時間がT₂である。ランプ回路RAMPはMM₂が“1”になった時点から時間T₂の間に随々に立ち上る信

限される。

a点から時間T₁後(b点)、信号SG_bが立ち上り、直流スイッチSW₂が投入され、充電抵抗R₁はショートされる。さらにb点から時間T₂後(c点)、信号SG_cが立ち上り、ゲート制御回路GC₁、GC₂のゲートブロックが解除され、素子S₁～S₄にゲート信号が加えられるようになる。

従来、この時点で直流電圧指令値V_{d*}の設定値がまちまちであったため、最悪条件下では第5図の破線の入力電流値I_{s1}のように過大な電流が流れ、素子のしゃ断電流許容値I_{s1}(MAX)を超えてしまう。このようなとき、素子S₁～S₄にオフゲート信号を与えれば、当然素子破壊を発生し、動作不能におちいるものである。

本発明では、c点で第3図のランプ回路RAMPの出力SG_d(△V_{d*})を零にしている。しかも、バイアス電圧設定器VRから、交流電源の電圧波高値V_sに相当する直流電圧指令値V_{s1}を加算器ADを介して出力する。

$$V_d^* = V_{s1} + \Delta V_d^* \quad \dots \quad (7)$$

号SG_dを出力する。当該信号SG_dは第1図の直流電圧指令値V_{d*}の一部となる。

また信号SG_cは別の遅延回路MM₃に送られ時間T₃だけ遅れた信号SG_eを作る。ここで、時間T₃は時間(T₂+T₁)より大きく遅れる。信号SG_eによって、第1図の直流スイッチSW₃が投入される。

第5図、第4図のモードで第1図のスイッチを投入したときの直流電圧V_dと、入力電流I_sの値を示すものである。

まず、信号SG_aによって0点で制御電源が投入される。次に時間T₁後(a点)、信号SG_aが立ち上り、第1図の主開閉器SW₁が投入される。すると、交流電源SUPから交流リアクトルL_s、ハイーリングダイオードD₁～D₄及び充電抵抗器R₁を介して、平滑コンデンサC_dに直流電圧V_d=V_sが充電される。ここでV_sは交流電圧V_sの波高値である。この充電時間は、抵抗R₁とコンデンサC_dの時定数によって決まり、そのときの入力電流I_sの最大値I_{s1}は抵抗値R₁によって制

すなわち、ゲート信号投入時、直流電圧指令値はV_{d*}=V_{s1}となっており先に充電された電圧値V_d=V_sと等しい値になっている。故に、偏差ε_v=V_{d*}-V_dは零となり、入力電流指令値I_{s*}の波高値I_{s1}も零になる。

従って、第5図のc点では入力電流はI_{s1}のように小さな電流が流れることとなる。

次に、d点からランプ回路RAMPの出力△V_{d*}が随々に大きくなり、それに伴なって、直流電圧指令値V_{d*}=V_{s1}+△V_{d*}も大きくなる。故に入力電流I_sは第5図のI_s₁のようにほぼ一定値となり、平滑コンデンサC_dの電圧V_dを随々に増加させる。V_d=V_{s1}になった時点(e点)で定格電圧となり、ランプ回路RAMPの出力△V_{d*}の増加を止める。この後f点で、信号SG_eが立ち上り、直流スイッチSW₃が投入され、負荷に電力が供給されるようになる。

PWNコンバータの運転を停止させる場合には、上記起動モードの逆を行なえばよい。

以上、単相交流電源について説明したが、3相

電源あるいは他の多相電源でも同様に行なえることは言うまでもない。

[発明の効果]

以上のように本発明の電力変換装置の起動法によれば、ゲート信号投入時に流れる過大電流を防止することができ、素子を破壊することなく確実に起動させることができる。

また、平滑コンデンサ C_d の直流電圧 V_d を滑らかに立上げることができ、結果的には起動時間が短縮される。

さらに起動順序が簡一化されることにより、自動的に起動できるようになり、省力化が図れる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の電力変換装置の実施例を示す構成図、第2図は第1図の装置のパルス幅変調制御動作を説明するためのタイムチャート図、第3図は第1図の起動制御回路の具体的実施例を示す構成図、第4図は第3図の各部の波形を示すタイムチャート図、第5図は、第1図の装置の起動時の直流電圧 V_d 及び入力電流 I_s (実効値) を示すタ

イムチャート図である。

SUP…単相交流電源、SW₁…主開閉器、

L_s…交流リアクトル、

CONV…PWMコンバータ本体、

SW₂, SW₃…直流スイッチ、

C_d…平滑コンデンサ、LOAD…負荷、

R…充電抵抗器、

S₁~S₄…自己消弧素子、

D₁~D₄…ホールディングダイオード、

A₁, A₂…直流リアクトル、

R₁, R₂…分圧抵抗、ISO…絶縁アンプ、

CT_s…変流器、PT…変成器、

OA₁, OA₂…演算増幅器、

STC…起動制御回路、C₁~C₄…比較器、

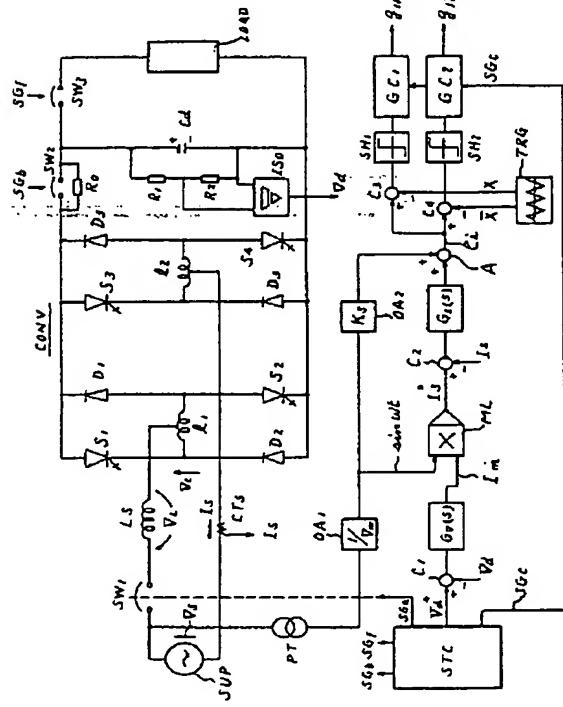
G_{V(S)}, G_{I(S)}…制御補償回路、

ML…乘算器、A…加算器、

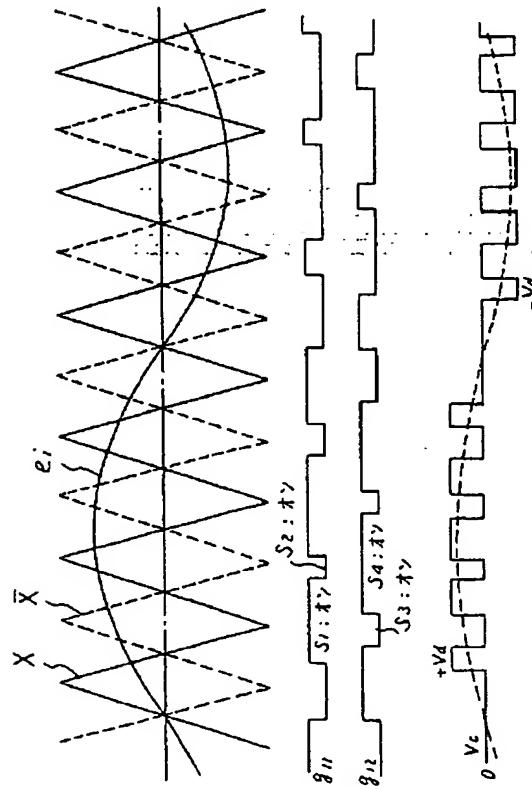
SH₁, SH₂…シュミット回路、

GC₁, GC₂…ゲート制御回路、

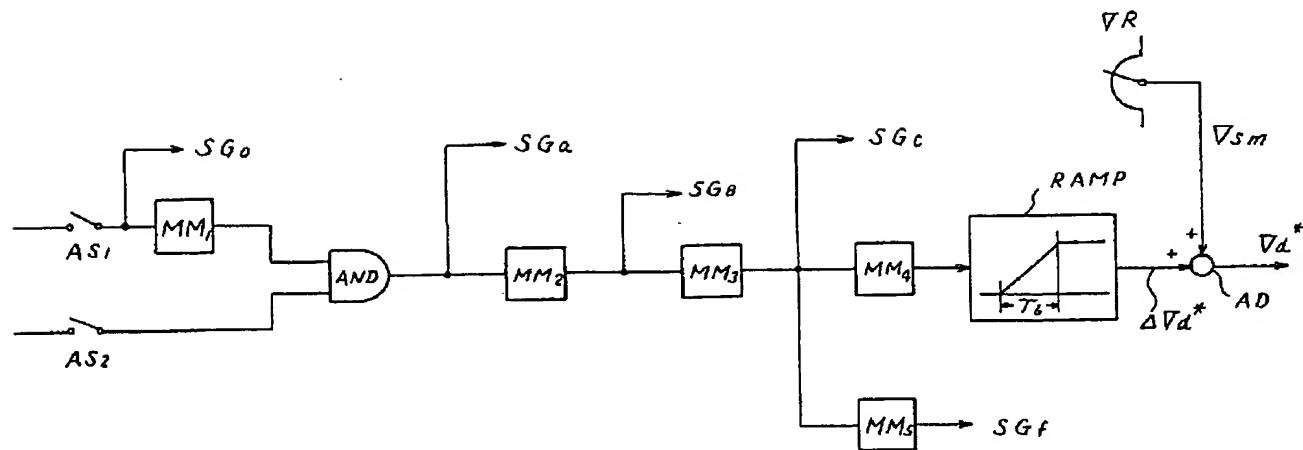
TRG…搬送波発生器。



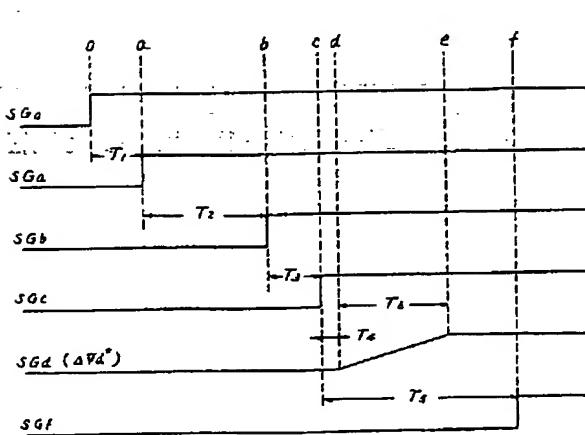
第1図



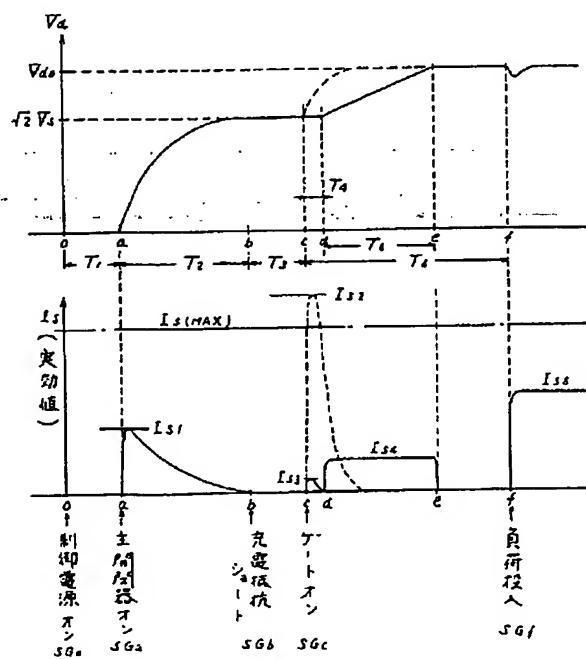
第2図



第 3 図



第 4 図



第 5 図

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record.**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.